

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 減算器 14 と該減算器の減算端子に、その出力信号が供給されるように実質的に接続された回り込み信号の複製を発生するデジタル信号処理部 11 とを少なくとも具備して、前記減算器 14 の被減算端子には前記回り込み信号を含んでいる受信信号が実質的に供給され、前記減算器 14 の出力端子には中継放送機 2 の入力端子が実質的に接続され、そして前記デジタル信号処理部 11 の入力端子には、前記中継放送機 2 の入出力信号のいずれか一方の信号が分岐されて実質的に供給されるように構成されていることを特徴とする回り込みキャンセル。

【請求項 2】 請求項 1 記載の回り込みキャンセルにおいて、前記デジタル信号処理部 11 は、該処理部の主要な構成要素としてアダプティブ複素デジタルフィルタ 18 を含む回路により構成され、該アダプティブ複素デジタルフィルタのタップ係数は、前記処理部 11 に供給される信号から直交復調器 16 を介して得られた等価ベースバンド信号が供給され、回り込み特性を評価する FFT 回路 17 および該回路に後続して配置される DSP 処理部 21 によって得られる複素インパルス応答に従って設定されることを特徴とする回り込みキャンセル。

【請求項 3】 請求項 1 記載の回り込みキャンセルにおいて、前記デジタル信号処理部 11 は、該処理部の主要な構成要素として帯域通過特性を有する実数係数デジタルフィルタ 28 を含む回路により構成され、該実数係数デジタルフィルタのタップ係数は、前記処理部 11 に供給される信号から直交復調器 16 を介して得られた等価ベースバンド信号が供給され、回り込み特性を評価する FFT 回路 17 および該回路に後続して配置される DSP 処理部 21 によって得られるインパルス応答に従って設定されることを特徴とする回り込みキャンセル。

【請求項 4】 請求項 1 乃至 3 のいずれか 1 項記載の回り込みキャンセルにおいて、BST-OFDM 信号に含まれる TMCC 信号、CP 信号および SP 信号の各キャリアが BPSK 変調波であり、かつそれら信号の各キャリア振幅が一定であることを利用して回り込み伝送系の伝達関数を推定するようにしたことを特徴とする回り込みキャンセル。

【請求項 5】 請求項 4 記載の回り込みキャンセルにおいて、前記 BST-OFDM 信号のすべてのシンボルに含まれる CP 信号または TMCC 信号を用いて回り込み伝送系の伝達関数の粗い推定を行った後、引き続き所定シンボル間隔で送られるが、周波数軸上では、前記 CP 信号または前記 TMCC 信号より細かい間隔で配置される SP 信号を用いて回り込み伝送系の伝達関数の微細な推定を行うことにより、回り込み伝送系の伝達関数の推定精度を向上させるようにしたことを特徴とする回り込みキャンセル。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、デジタル放送やデジタル伝送における中継所（具体的には、中継装置）に係り、特に、SFN（Single Frequency Network：単一周波数ネットワーク）における中継所の送受アンテナ間での信号の回り込み（以下、単に回り込みと言う）をキャンセルする回り込みキャンセラに関する。

【0002】

【従来の技術】現在の放送波中継では、受信周波数と送信周波数が異なる DFN（Dual Frequency Network：2 周波数ネットワーク）が採用されており、自局送信電波は受信フィルタで十分減衰されているため、回り込みの問題は発生しない。また、送信と受信に同一の周波数を用いる場合は、送信電力の小さい局に限られ、さらに、この場合には送信アンテナと受信アンテナの物理的距離を十分確保する分離形式をとるため、送信電波は受信アンテナ入力において十分減衰されているため、回り込みは殆んど生ぜず問題とはならない。

【0003】これに対し、実施が検討されている地上デジタル放送では BST-OFDM（Band Segmented Transmission Orthogonal Frequency Division Multiplexing）方式が有力である。この方式はマルチパス伝播に対して強く、様々なサービス形態に対応できるなどの利点とともに、SFN が可能であるという特徴をもっている。地上デジタル放送を導入するに当たり、既存のアナログ放送と共存するために、デジタル放送は空きチャンネルを利用する必要がある。一方、空きチャンネルの数が少ないために、SFN は必要条件となる。

【0004】SFN を実現する上で問題となるのは、非分離型放送波中継所における送受アンテナ間での回り込み現象であり、伝送品質の劣化を生じるのみでなく、送受アンテナ間での結合量が多い場合には発振を引き起こし、再送信を不能にしてしまう。回り込みの量を小さくするには、受信アンテナと送信アンテナの物理的距離を離す方法（いわゆる分離型放送波中継所）があるが、コスト的に不利である。

【0005】なお、送信アンテナと受信アンテナを近づけて配置し、同一周波数で再送信している例として、ポケットベル用の中継所の例があり、電気的な方法を用いて回り込みをキャンセルしている。ただし、この例では、いったん、受信電波をデータに復調し、再び変調を行う再生中継方式が採用されており、地上デジタル放送における中継所のように、中継所での遅延時間が十分小さいことを要求される OFDM 信号を用いる SFN では適用できない。また、これと同時に、デジタル放送波中継の場合、帯域幅が数 10 kHz と非常に狭いポケットベルシステムに比べ帯域幅が約 6 MHz と非常に広く、回り込みに起因する帯域内特性も非常に複雑であるため、ポケットベルシステムにおける回り込みをキャンセルする方式を地上デジタル放送の中継に適用することは

できない。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】上述したように、地上デジタル放送では、空きチャンネルの不足から、SFNを実現することが必要となる。OFDM信号は、キャリア数を多くすることで、単一キャリア変調方式と比較してシンボル周波数を低く、1シンボル期間を長くすることが可能である。このため、伝送効率を僅か低下させるだけで、比較的長期間のガードインターバルを付加することが可能となり、従って、強力な耐マルチパス特性をもたせ得る。このマルチパスに強いという特性からSFNが可能となる。

【0007】SFNにおいて放送波中継を行う場合に重要となるのは、第1に中継放送機における遅延時間、第2に伝送信号の帯域幅である。前述したように、ポケットベルなどの通信の分野で利用される回り込みキャンセラ機能を有する中継所は、いったん、受信電波をデータに復調して再変調を行う再生中継方式であり、また、帯域幅も、地上デジタル放送の1チャンネル当たりの帯域幅が6MHzであるのに対して、数10kHzと非常に狭い。この方式を地上デジタル放送用のOFDM信号に適用した場合を考える。放送波中継用のOFDM変調波の1シンボルの時間長が通信の場合のそれよりはるかに長いことから、いったんデータを復調するのに、ガードインターバルより長い遅延時間が中継放送機で生じてしまう。この場合、受信機では、ガードインターバルを超えた非常に長い遅延時間のマルチパス妨害を受けることになり、誤り率が大きく劣化してしまう。

【0008】すなわち、上記理由から、中継放送機における遅延時間はガードインターバルと比較して十分小さくする必要がある。また、通信の分野で使われている回り込みキャンセラでは、再送信出力から分配した複素信号に、複素係数を掛算して入力側に帰還させることによって回り込みをキャンセルする方式を採用している。伝送帯域幅が十分狭い場合には、非常に長い遅延時間の回り込みがないとすれば、帯域内特性は平坦であると見なせるため、回り込みキャンセルはこの方法でもよいが、帯域幅が約6MHzと広帯域な地上デジタル放送では、回り込みによる複雑な帯域特性が予想されるため、単純な複素係数の掛算による帰還では帯域内全体を等化することはできない。

【0009】本発明の目的は、従来から通信の分野で行われている再生中継方式ではなく、単純に増幅して再送信を行う直接中継方式に適用でき、従って、地上デジタル放送のような広帯域の信号に対しても原理的に中継放送機における遅延時間が大きくならない回り込みキャンセラを提供することにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明回り込みキャンセラでは、中継放送機（中継

所内の機器にあって、特に信号の電力増幅を行う増幅器のこと）の出力側または入力側から分配して取り出した信号を直交復調して等価複素ベースバンド信号に変換後、その変換した信号が供給されるように配置した後述する種類のデジタルフィルタを用いて中継所の送受アンテナ間の回り込み伝送系の伝達特性に等しい伝達特性を実現し、出力側からの回り込みを含む中継所の受信入力信号から、上記実現した等しい伝達特性を有するデジタルフィルタを介して得られるキャンセル用信号を減算する（この減算は、当然に、キャンセル用信号の極性（正または負）を反転して加算することを含む）ことにより、中継装置の送受アンテナ間での回り込みをキャンセルするようにしている。

【0011】すなわち、本発明回り込みキャンセラは、減算器14と該減算器の減算端子に、その出力信号が供給されるように実質的に接続された回り込み信号の複製を発生するデジタル信号処理部11とを少なくとも具えてなり、前記減算器14の被減算端子には前記回り込み信号を含んでいる受信信号が実質的に供給され、前記減算器14の出力端子には中継放送機2の入力端子が実質的に接続され、そして前記デジタル信号処理部11の入力端子には、前記中継放送機2の入出力信号のいずれか一方の信号が分岐されて実質的に供給されるように構成されていることを特徴とするものである。

【0012】また、本発明回り込みキャンセラは、前記デジタル信号処理部11が、該処理部の主要な構成要素としてアダプティブ複素デジタルフィルタ18を含む回路により構成され、該アダプティブ複素デジタルフィルタのタップ係数は、前記処理部11に供給される信号から直交復調器16を介して得られた等価ベースバンド信号が供給され、回り込み特性を評価するFFT回路17および該回路に後続して配置されるDSP処理部21によって得られる複素インパルス応答に従って設定されることを特徴とするものである。

【0013】また、本発明回り込みキャンセラは、前記デジタル信号処理部11が、該処理部の主要な構成要素として帯域通過特性を有する実数係数デジタルフィルタ28を含む回路により構成され、該実数係数デジタルフィルタのタップ係数は、前記処理部11に供給される信号から直交復調器16を介して得られた等価ベースバンド信号が供給され、回り込み特性を評価するFFT回路17および該回路に後続して配置されるDSP処理部21によって得られるインパルス応答に従って設定されることを特徴とするものである。

【0014】また、本発明回り込みキャンセラは、BST-OFDM信号に含まれるTMCC信号、CP信号およびSP信号の各キャリアがBPSK変調波であり、かつそれら信号の各キャリア振幅が一定であることを利用して回り込み伝送系の伝達関数を推定するようにしたことを特徴とするものである。

【0015】また、本発明回り込みキャンセラは、前記BST-OFDM信号のすべてのシンボルに含まれるCP信号またはTMCC信号を用いて回り込み伝送系の伝達関数の粗い推定を行った後、引き続き所定シンボル間隔で送られるが、周波数軸上では、前記CP信号または前記TMCC信号より細かい間隔で配置されるSP信号を用いて回り込み伝送系の伝達関数の微細な推定を行うことにより、回り込み伝送系の伝達関数の推定精度を向上させるようにしたことを特徴とするものである。

【0016】

【発明の実施の形態】以下に添付図面を参照し、発明の実施の形態に基づいて本発明を詳細に説明する。SFNで地上デジタル放送の中継を行う場合、親局から到来してきた放送波を中継放送機で増幅して、全く同一の周波数で再送信する。このとき、送信電波の電界強度は受信電波の電界強度と比較して非常に強い。受信アンテナは親局の方向に指向性を持っているが、送信アンテナにはサービスエリアの形状に合わせた指向性を持たせていて、通常広い角度で電波が放射される。従って、送信アンテナの受信アンテナの方向への指向性利得、逆に受信アンテナの送信アンテナ方向への指向性利得に応じて回り込みが生じる。さらに、送信された電波のうち放送波中継所付近の構築物、樹木、山などで反射され受信アンテナに戻ってくる電波もあり、これらも回り込みとなる。したがって、回り込みは異なる遅延時間、強度、位相を持つ信号の合成信号として、受信アンテナにて加算される。

【0017】図1は、本発明回り込みキャンセラを使用して放送波中継所の送受アンテナ間での回り込みをキャンセルする方法の原理的構成の一例をブロック図にて示している。図1において、1は本発明回り込みキャンセラ、2は電力増幅器などで構成される中継放送機、3は出力フィルタ、および4は方向性結合器である。

【0018】このような構成において、回り込み波を含んでいる希望波（再送信されるべき電波）は、図示の受信アンテナで受信され、本発明回り込みキャンセラ1に入力される。以下に詳細に説明するように、この本発明回り込みキャンセラ1は、放送波の帯域制限用の出力フィルタ3の後段に設けた方向性結合器4から得られる放送波出力の分配信号を参照信号として、一巡伝達関数を評価し、回り込み特性を推定すると同時に、回り込み波の伝送路の伝達関数と同じ伝達関数をもつ伝送路を複素デジタルフィルタによって実現し、このフィルタの出力信号を受信入力信号から差し引くことで、回り込み波をキャンセルするようにしたものであり、従って、回り込みキャンセラ1の出力信号には回り込み波は見られず、消失している。

【0019】以上のようにして、回り込み波が消失して希望波のみが中継放送機2により増幅され、さらに出力フィルタ3、方向性結合器4を順次介して送信アンテナ

に入力され、回り込み波を含まない放送波が一般受信者に届けられる。なお、図示の方向性結合器4は、放送波出力から参照信号を取り出して本発明回り込みキャンセラ1を動作させるために必要なものである。

【0020】図2は、本発明回り込みキャンセラを使用して放送波中継所の送受アンテナ間での回り込みをキャンセルする方法の原理的構成の他の例をブロック図にて示している。なお、図2と図1とで同一符号を付して示されるブロックは、両図において同一の回路要素を示すものとする。図2に示した構成においては、本発明回り込みキャンセラ1を動作させるために必要な参照信号を、図1では中継放送機2の出力側から方向性結合器4を介して得ていたのを、中継放送機2の入力側から分配器5を介して得ている点である。この場合、参照信号に中継放送機2、出力フィルタ3の特性が含まれていないことを考慮し、一巡伝達関数の評価や、回り込みキャンセラ1内で生成される伝達関数を作成する際に換算を行う必要がある。

【0021】以下に数式を用いて、図1の構成によって回り込みがキャンセルできることを図3を参照して説明する。図3においては、図1に示した回り込みキャンセルのための回路構成中、信号とそのフーリエ変換、および各回路ブロックのインパルス応答とそのフーリエ変換を以下の説明に合わせて回路動作の定量化のために定めている。図3および以下の説明における信号やインパルス応答の表示については、大文字で複素数、小文字で実数をそれぞれ表すものとする。

【0022】まず、 t を時間、 ω を角周波数として、親局より到来する信号（希望波）を $r(t)$ 、そのフーリエ変換を $R(\omega)$ 、自局送信信号（放送波）を $s(t)$ 、そのフーリエ変換を $S(\omega)$ とする。つぎに、回り込み伝送路のインパルス応答を $c(t)$ 、そのフーリエ変換を $C(\omega)$ とし、回り込みキャンセラ1内のアダプティブフィルタ（複素デジタルフィルタ）のインパルス応答を $c'(t)$ 、そのフーリエ変換を $C'(\omega)$ とする。同じく回り込みキャンセラ1内の入力フィルタのインパルス応答を $d(t)$ 、そのフーリエ変換を $D(\omega)$ とし、中継放送機2のインパルス応答を $A \times g(t)$ 、そのフーリエ変換を $A \times G(\omega)$ とする。ここで、 A は中継放送機2の増幅度（定数）である。

【0023】また、回り込みキャンセラ1への入力信号を $i(t)$ 、そのフーリエ変換を $I(\omega)$ 、回り込みキャンセラの出力を $o(t)$ とし、そのフーリエ変換を $O(\omega)$ とする。回り込みキャンセラへの入力信号は、希望波と回り込み波の和であるから（1）式が成立し、

（1）式をフーリエ変換した結果が（2）式である。

$$i(t) = r(t) + c(t) * s(t) \quad (1)$$

$$I(\omega) = R(\omega) + C(\omega) S(\omega) \quad (2)$$

【0024】ここで、 $*$ は畳み込み演算を表す。回り込みキャンセラ1に入力された信号 $i(t)$ はキャンセラ

1内の入力フィルタを通過し、さらに、アダプティブフィルタ出力を減算され回り込みキャンセラ1から出力さ

$$o(t) = i(t) * d(t) - c'(t) * s(t) \quad (3)$$

$$O(\omega) = I(\omega) D(\omega) - C'(\omega) S(\omega) \quad (4)$$

【0025】回り込みキャンセラの出力信号 $o(t)$ は中継放送機2を通過して放送波 $s(t)$ となり送信アンテナ(図示せず)より送信される。ここでは、(5)式が成立し、(5)式をフーリエ変換した結果が(6)式で

$$S(\omega) = A \cdot G(\omega) \{I(\omega) D(\omega) - C'(\omega) S(\omega)\} \quad (7)$$

また、(7)式に(2)式を代入すると(8)式が得ら

$$S(\omega) = A \cdot G(\omega) [\{R(\omega) + C(\omega) S(\omega)\} D(\omega) - C'(\omega) S(\omega)] \quad (8)$$

【0026】(8)式は(9)式のように整理される。

$$S(\omega) [1 - A \cdot G(\omega) \{D(\omega) C(\omega) - C'(\omega)\}] = A \cdot G(\omega) R(\omega) D(\omega) \quad (9)$$

(9)式を変形し、系全体の伝達関数 $F(\omega)$ (以下、一巡伝達関数という)を求めると(10)式が得られる。

$$F(\omega) = \frac{S(\omega)}{R(\omega)} = \frac{A \cdot G(\omega) D(\omega)}{1 - A \cdot G(\omega) \{C(\omega) D(\omega) - C'(\omega)\}} \quad (10)$$

系全体の伝達関数が、中継放送機1の利得 A 、その周波数特性 $G(\omega)$ および回り込みキャンセラ1の入力フィルタの特性 $D(\omega)$ のみで(11)式のように表すことができる。とすれば、回り込みの影響はキャンセルされたことになる。

$$F(\omega) = A \cdot G(\omega) D(\omega) \quad (11)$$

【0027】(11)式が成立する条件は、(10)式において分母が1になることを意味し、これは、(12)式が成立することである。

$$D(\omega) C(\omega) = C'(\omega) \quad (12)$$

(12)式は、アダプティブフィルタの周波数特性(右辺)の入力フィルタ経由の回り込み伝送路の周波数特性(左辺)に等しいことがキャンセルの条件であることを意味している。 $G(\omega)$ 、 $D(\omega)$ は既知であるから、 $C(\omega)$ を知ることができれば、回り込みはキャンセルできることになる。

【0028】次に、回り込み伝送路の伝達関数の評価(一巡伝達関数)の評価方法について説明する。図4および図5に、それぞれBST-OFDM信号のOFDMセグメントの構成、および同期変調部のOFDMセグメントの構成を示す。BST-OFDM信号では、図5に示すように、受信機側での復調を容易にするために、CP(Continual Pilot signal)、SP(Scattered Pilot signal)などの基準信号が挿入されており、さらに、各OFDMセグメントの変調方式などを示すTMCC(Transmission Modulation Configuration Code)が各OFDMセグメントに含まれている。

【0029】これらのキャリアはBPSK変調され、かつキャリア振幅は一定であるため、BST-OFDM信

号 $o(t)$ となり、(3)式が成立する。(3)式をフーリエ変換した結果が(4)式である。

ある。

$$s(t) = A \cdot o(t) * g(t) \quad (5)$$

$$S(\omega) = A \cdot O(\omega) \cdot G(\omega) \quad (6)$$

(6)式に(4)式を代入すると(7)式が得られる。

れる。

号を復調し、CP、SP、TMCCそれぞれのキャリア振幅値、位相値を知ることによって、回り込み伝送路特性を推定することができる。ここでは、全OFDMセグメントは同期変調部であり、SPを用いる場合について説明する。SPは、図5に示すように、シンボル内では12キャリア間隔で挿入されており、さらにシンボル方向に3キャリアずつ挿入位置がオフセットしていき、4シンボルで完結するように配置されている。従って、回り込み伝送路の変動がシンボル速度に比べ十分遅い場合、4シンボル期間観測すれば、周波数方向に3キャリア間隔で周波数振幅特性、周波數位相特性を得ることができる。SPは一定振幅であるが、その位相は一定規則に従って変化している。

【0030】受信したBST-OFDM信号からキャリア再生、シンボルタイミング再生して得られた、基準キャリアおよび、基準シンボルタイミングを用いて、受信したBST-OFDM信号を直交復調し、さらに、複素FFT処理して得られた実数データ x_k 、虚数データ y_k ($k=1 \sim N$ 、ここに k はキャリア番号、 N はキャリア総数)を4シンボルぶん観測し、SPに相当する sx_l 、 sy_l を($L=1 \sim N_s$ 、ここに、 L は離散的な周波数、 N_s はSPの1シンボル内の総数の4倍)を抽出する。離散的な周波数 L は、SPキャリア周波数と一致し、 L が1つ増減することによって、対応する周波数はOFDM信号のキャリア間隔の3倍だけ増減する。

【0031】さらに、上記 sx_l 、 sy_l に加え、OFDMフレームタイミングを再生して、SPの規定振幅 A 、規定位相 ϕ から実数部の値 rx_l 、虚数部の値 ry_l を求め、(13)、(14)式に示す関係にある差 ex_l 、 ey_l を求める。

$$ex_l = sx_l - rx_l \quad (13)$$

$$ey_l = sy_l - ry_l \quad (14)$$

【0032】これら求めた差 ex_l 、 ey_l は、到来する親局電波の歪みが十分に小さければ、回り込み伝送系を含む一巡伝達関数 $F(\omega)$ をサンプリングしたものと

なる。上述の(10)式を変形すると(15)式が得られる。

【数2】

$$C(\omega)D(\omega) - C'(\omega) = \frac{F(\omega) - A \cdot G(\omega)D(\omega)}{A \cdot G(\omega)F(\omega)} \quad (15)$$

ここで、左辺は、回り込み波をキャンセルするために設けた帰還回路の伝達関数と、遅延回路の影響を考慮した実際の回り込み系との差を表しており、これ(左辺)を $E(\omega)$ と置けば(16)式となる。

【数3】

$$E(\omega) = \frac{F(\omega) - A \cdot G(\omega)D(\omega)}{A \cdot G(\omega)F(\omega)} \quad (16)$$

【0033】(16)式において、 $E(\omega)$ をゼロにすることは、回り込みの完全なキャンセルに対応する。

A , $G(\omega)$, $D(\omega)$ は既知で変化しないから、あらかじめ、SPの送られるキャリア周波数でのサンプリング値を得ることは可能であり、それらを G_1 , D_1 とすれば、 $E(\omega)$ のサンプリング値 E_1 は(17)式で表される。

【数4】

$$E_1 = \frac{F_1 - A \cdot G_1 D_1}{A \cdot G_1 F_1} \quad (17)$$

ここに、 F_1 は(18)式で表され、 i は虚数である。

$$F_1 = e^{x_1} + i \cdot e^{y_1} \quad (18)$$

【0034】(17)式の E_1 を複素逆FFT処理して得られる複素インパルス応答を $H_{n,n-1}$ とし、アダプティブ複素デジタルフィルタのタップ係数を次の(19)式で示すように修正を繰り返すことで、回り込みを完全にキャンセルできると同時に、特性の変動する回り込み波に追従、キャンセルを行うことが可能となる。(19)式において、 μ は0~1の適当な数値、 $H_{n,n-1}$ は上記複素インパルス応答、および右辺第1項の $P_{n,n-1}$ は更新を行う前のタップ係数であり、さらに、 $P_{n,n}$ (左辺)は更新後のタップ係数である。

$$P_{n,n} = P_{n,n-1} + \mu \cdot H_{n,n-1} \quad (19)$$

【0035】以下に、上述した原理に基づいて構成される回り込みキャンセラの実施の形態について説明する。図6は、本発明回り込みキャンセラの第1の実施の形態をブロック図にて示している。図6において、6, 10, 13は帯域通過フィルタ(以下、BPFと記す)、7は局部発振器、8は分配器、9, 12はミキサ回路としての掛算器、11は回り込み信号の複製を発生するデジタル信号処理部、および14は減算回路である。

【0036】動作につき説明する。受信アンテナで受信された信号はBPF6で所定の帯域幅に帯域制限されるとともに、後述するデジタル信号処理部11で発生する信号の遅延を補正するための遅延も与えられる。次に、中継増幅器の入力側で分配し作成した参照信号(図2参照)は、局部発振器7で発生され、分配器8で2分配された一方の局部発振信号とミキサ回路9で掛算し、IF

信号に変換した後、BPF10でイメージ成分を除去した後、デジタル信号処理部11に送り、同処理部において、回り込み伝送系から供給され、受信アンテナにて受信される信号と同じ周波数-振幅特性、周波数-位相特性を有する回り込み信号の複製を発生する。

【0037】デジタル信号処理部11で発生した回り込み信号の複製(IF信号)はミキサ回路12で、分配器8から送られる局部発振信号と掛算して周波数変換し、再びRF信号にする。さらにBPF13でイメージ成分を除去した後減算回路14に供給する。減算回路14において、この回り込み信号の複製は、BPF6からこの同じ減算回路14に供給されるアンテナ受信信号から引き算され、回り込み信号成分が除去されて後、中継放送機へ送られる。

【0038】図6中、回り込み信号の複製を発生するデジタル信号処理部11の詳細な構成例を図7にブロック図にて示し、以下、これにつき説明する。図7において、15はAD変換器、16は直交復調器、17はFFT回路、18はアダプティブ複素デジタルフィルタ、19はクロック再生回路、20はキャリア再生回路、21は回り込み伝送路インパルス応答を作成するDSP処理部、22は直交変調器、および23はDA変換器である。

【0039】次に、このデジタル信号処理部(図7に示される回路部分)の動作について説明する。図6中のBPF10を介して当該回路部分に供給される参照信号

(IF信号)は、まずAD変換器15でデジタルIF信号に変換され、さらに直交復調器16で等価ベースバンド信号のI軸信号、Q軸信号に変換された後、FFT回路17、アダプティブ複素デジタルフィルタ18、クロック再生回路19、キャリア再生回路20にそれぞれ供給される。クロック再生回路19はBST-OFDM信号よりシンボルタイミングを再生すると共に、当該信号処理部に必要な各種タイミング信号を作成のうえ、クロックを必要とする各回路に供給する。

【0040】キャリア再生回路20はBST-OFDM信号より基準キャリア信号を再生し、直交復調器16と直交変調器22に供給する。また、FFT回路17では、有効シンボル期間のBST-OFDM信号の抽出とFFT処理を行い、その結果を次段のDSP処理部21へ送る。DSP処理部21では、FFT回路17から供給されるFFT処理結果の実数部と虚数部の各信号から、SP, CP, TMCCのキャリア成分を抽出して回り込み伝送系の伝達関数を求めた後、逆FFT処理を行い、複素インパルス応答に変換し、さらにタップ係数を作成して、そのタップ係数をアダプティブ複素デジタルフィルタ18へ送る。アダプティブ複素デジタルフィルタ18は、直交復調器16から供給された等価ベースバンド信号に、回り込み伝送系から受信アンテナに供給される信号と同じ周波数-振幅特性、周波数-位相特性を

与えて、その出力を直交変調器 22 へ送出する。

【0041】直交変調器 22 では、直交復調器 16 で使用したのと同じキャリア再生回路 20 で発生された基準キャリア信号を用いて等価ベースバンド信号をデジタル IF 信号に変換後、DA 変換器 23 でアナログ信号に変換し、当該デジタル信号処理部の出力としている。以上において、アダプティブ複素デジタルフィルタ 18 は、図示のように、4 個のアダプティブデジタルフィルタと 2 個の加算器とで構成することができる。なお、アダプティブ複素デジタルフィルタ 18 と同様、破線枠で囲って示される直交復調器 16 および直交変調器 22 の構成は、それら構成が十分周知であるので説明を省略する。

【0042】図 6 および図 7 により説明した本発明回り込みキャンセラの第 1 の実施形態に対して、アナログ信号処理を行う直交復調器、直交変調器を使用して本発明回り込みキャンセラを構成することもでき、この場合の構成例を第 2 の実施形態として、それぞれ図 8 および図 9 にブロック図にて示している。

【0043】図 8 および図 9 に示す本発明回り込みキャンセラの第 2 の実施形態においては、回り込みキャンセラ 1 (図 1 および図 2 参照) への入力信号である参照信号を IF 信号に変換しなくてもよい (図 8 参照) 代わりに、図 9 に示すように、AD 変換器および DA 変換器がそれぞれ 2 個ずつ必要となる (図 9 に、それぞれ 24, 25 および 26, 27 と示される) ほか、十分なキャンセル効果を得るためには、これらに高い直交性能が要求される。また、この第 2 の実施形態では、キャリア再生回路 20 から出力される再生キャリア信号はアナログ信号となる。なお、図 8 および図 9 の回路動作は、それぞれ図 6 および図 7 から殆んど類推可能である (例えば、同じ参照番号によって) ことから、詳細な説明は省略する。

【0044】以上説明した本発明回り込みキャンセラは、その第 1 および第 2 の実施形態においても、図 6 および図 8 のデジタル信号処理部 11 にアダプティブ複素デジタルフィルタ 18 を用いて回り込みキャンセル用信号を発生している (図 7、図 9 参照) が、本発明回り込みキャンセラは、図 6 に示すデジタル信号処理部 11 を、図 10 に示すように、帯域通過特性を有する実数係数デジタルフィルタ (図 10 において、アダプティブフィルタ 28 と記されている) を用いて構成することもできる。

【0045】この場合、回り込み特性を評価する FFT 回路 17 や、その後段の DSP 処理部 21 に供給する信号は直交復調器 16 による直交復調後の等価ベースバンド信号であるが、回り込み伝送系で生成されたのと同じ周波数-振幅特性、周波数-位相特性を有する回り込み信号の複製を作り出す帯域通過特性を有する実数係数デジタルフィルタ 28 には直交復調する前の参照信号 (IF 信号) が供給され、帯域通過特性が与えられる。この

構成においては、アダプティブデジタルフィルタ (図 10 において、アダプティブフィルタ 28 として示されている) のブロックは 1 個ですむが、高速動作が要求される。

【0046】回り込み信号の複製を作り出すデジタルフィルタは、いずれの場合も (前述した図 7 および図 9 の場合も含めて)、例えば、図 11 に示すように、複数の係数レジスタ、加算器：

【外 1】

⊕

、掛算器：

【外 2】

⊗

および D ラッチ：D によって構成される重みづけ加算回路の形態をなしているが、1 個のアダプティブデジタルフィルタ 28 のブロックは 2 つの独立したデジタルフィルタの系統を有し、それら各系統が交互にセレクトによって選択され、選択されていない系統に DSP 処理部 21 (図 10 参照) から更新後の係数がロードされ、係数更新によって生じる不正信号が消失した後で、系統を切り替えるようにしている。この切り替えのタイミングを、OFDM 信号のガードインターバルに一致させることで、係数更新の影響を少なくすることが可能である。また、図 6 ~ 図 9 を参照して説明したアダプティブ複素デジタルフィルタ 18 を使用する場合には、アダプティブデジタルフィルタのブロックを 4 個必要とするのに対し、図 10 に示す本例の場合は 1 個のみでよい。

【0047】

【発明の効果】本発明によれば、放送波中継所における送受アンテナ間での回り込みをキャンセルすることが可能となり、従って、地上デジタル放送における SFN を実現するのに必要なコストを大幅に軽減することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明回り込みキャンセラを使用して放送波中継所の送受アンテナ間での回り込みをキャンセルする方法の原理的構成の一例をブロック図にて示している。

【図 2】本発明回り込みキャンセラを使用して放送波中継所の送受アンテナ間での回り込みをキャンセルする方法の原理的構成の他の例をブロック図にて示している。

【図 3】図 1 の構成によって回り込みがキャンセルできることを説明するために、図 1 の回路構成中の信号とそのフーリエ変換、および各回路ブロックのインパルス応答とそのフーリエ変換を示している。

【図 4】BST-OFDM 信号の OFDM セグメントの構成を示している。

【図 5】同期変調部の OFDM セグメントの構成を示している。

【図 6】本発明回り込みキャンセラの第 1 の実施の形態をブロック図にて示している。

【図 7】図 6 中の、回り込み信号の複製を発生するデジタル信号処理部の詳細な構成例をブロック図にて示している。

【図 8】本発明回り込みキャンセラの第 2 の実施の形態をブロック図にて示している。

【図 9】図 8 中の、回り込み信号の複製を発生するデジタル信号処理部の詳細な構成例をブロック図にて示している。

【図 10】帯域通過特性を有する実数係数デジタルフィルタ（アダプティブフィルタ）を用いて構成した回り込み信号の複製を発生するデジタル信号処理部の詳細な構成例をブロック図にて示している。

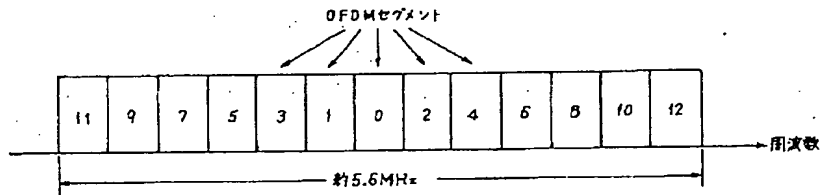
【図 11】デジタルフィルタの一構成例を示している。

【符号の説明】

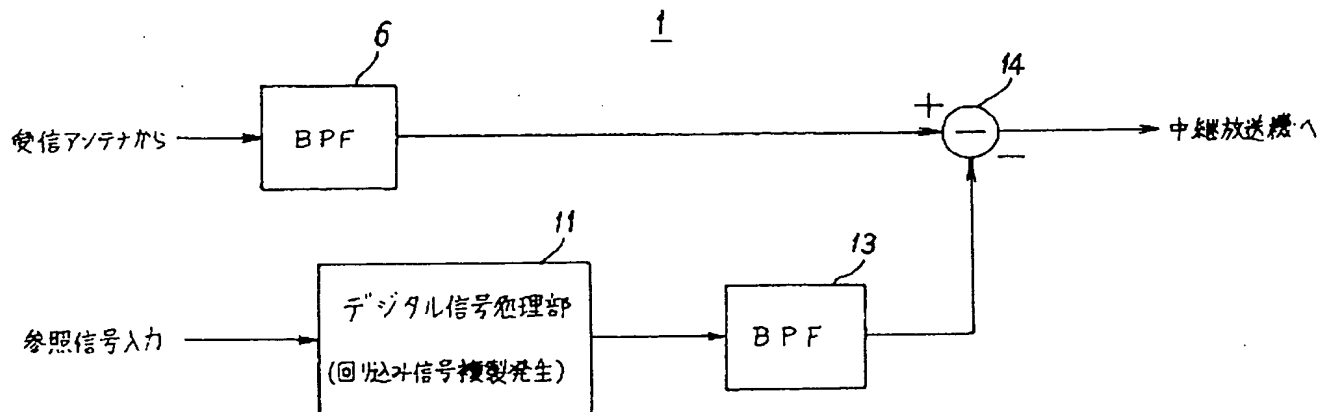
- 1 回り込みキャンセラ
- 2 中継放送機
- 3 出力フィルタ
- 4 方向性結合器
- 5 分配器
- 6, 10, 13 帯域通過フィルタ (BPF)
- 7 局部発振器

- 8 分配器
- 9, 12 ミキサ回路
- 11 デジタル信号処理部
- 14 減算回路
- 15 AD変換器
- 16 直交復調器
- 17 FFT回路
- 18 アダプティブ複素デジタルフィルタ
- 19 クロック再生回路
- 20 キャリア再生回路
- 21 DSP処理部
- 22 直交変調器
- 23 DA変換器
- 24, 25 AD変換器
- 26, 27 DA変換器
- 28 帯域通過特性を有する実数係数デジタルフィルタ (アダプティブフィルタ)
- 〔外 1〕 加算器
- 〔外 2〕 掛算器
- D Dラッチ

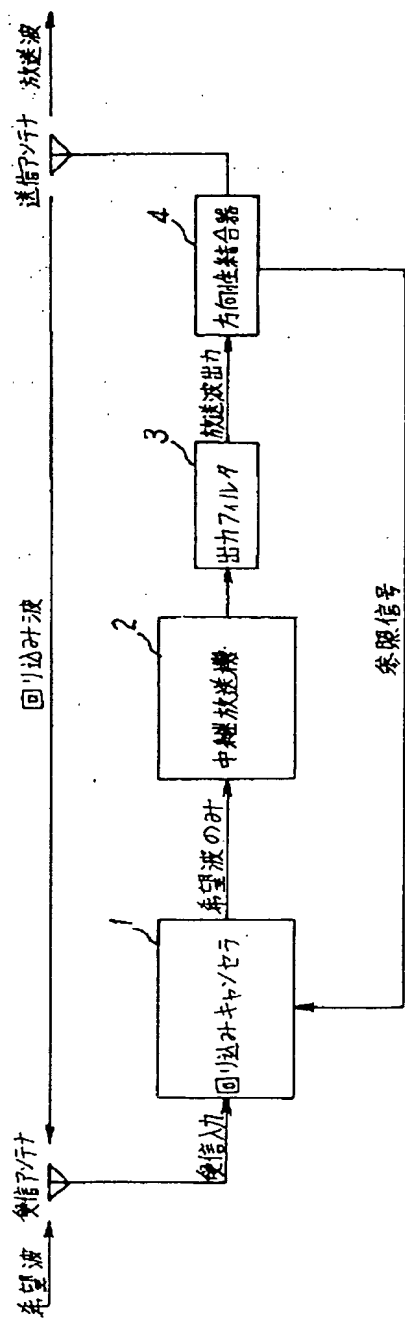
【図 4】



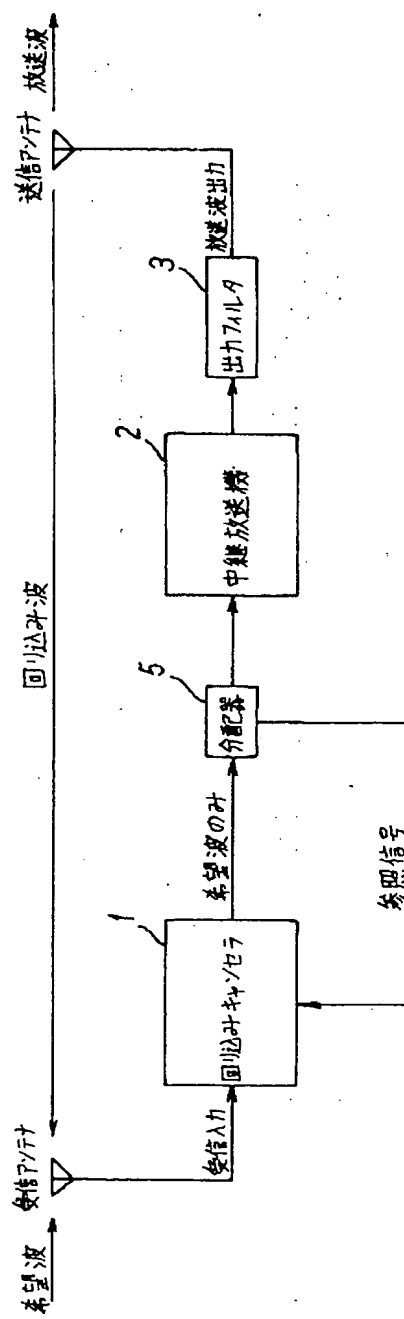
【図 8】



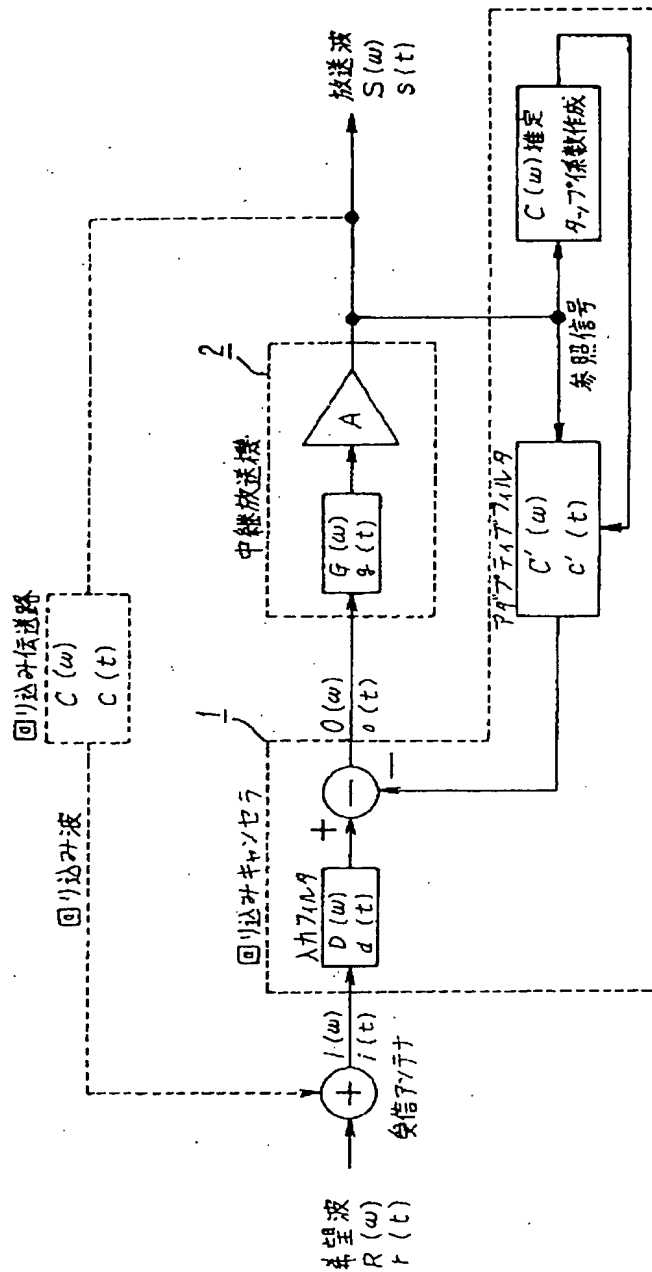
【図1】



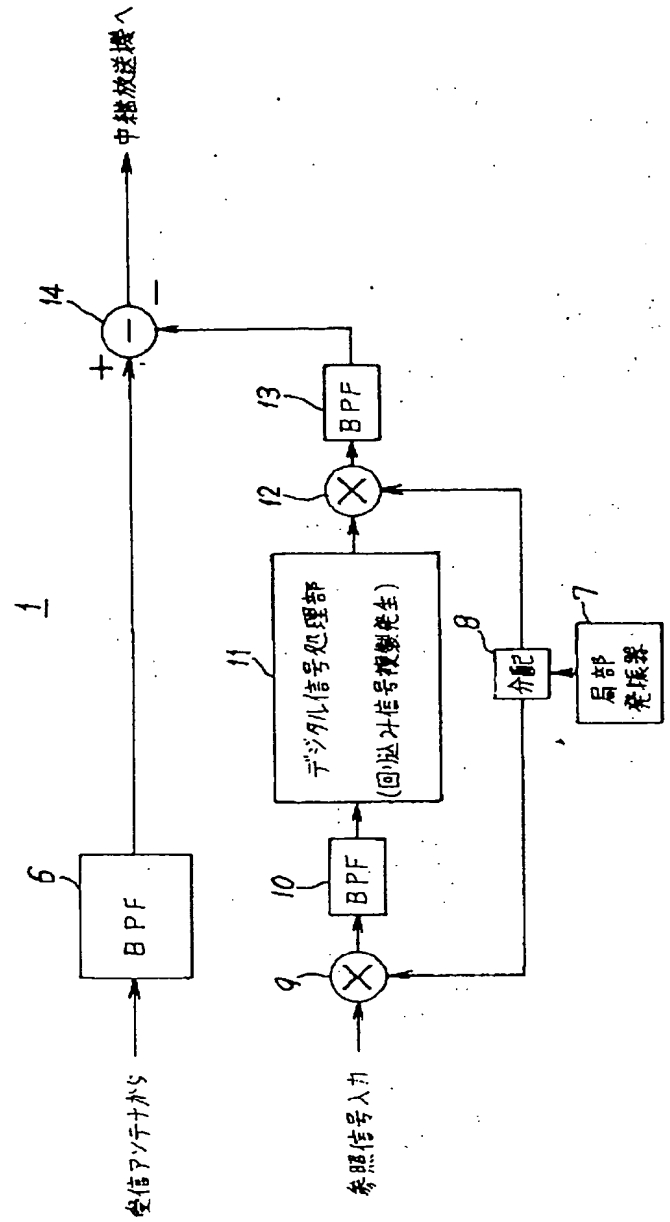
【図2】



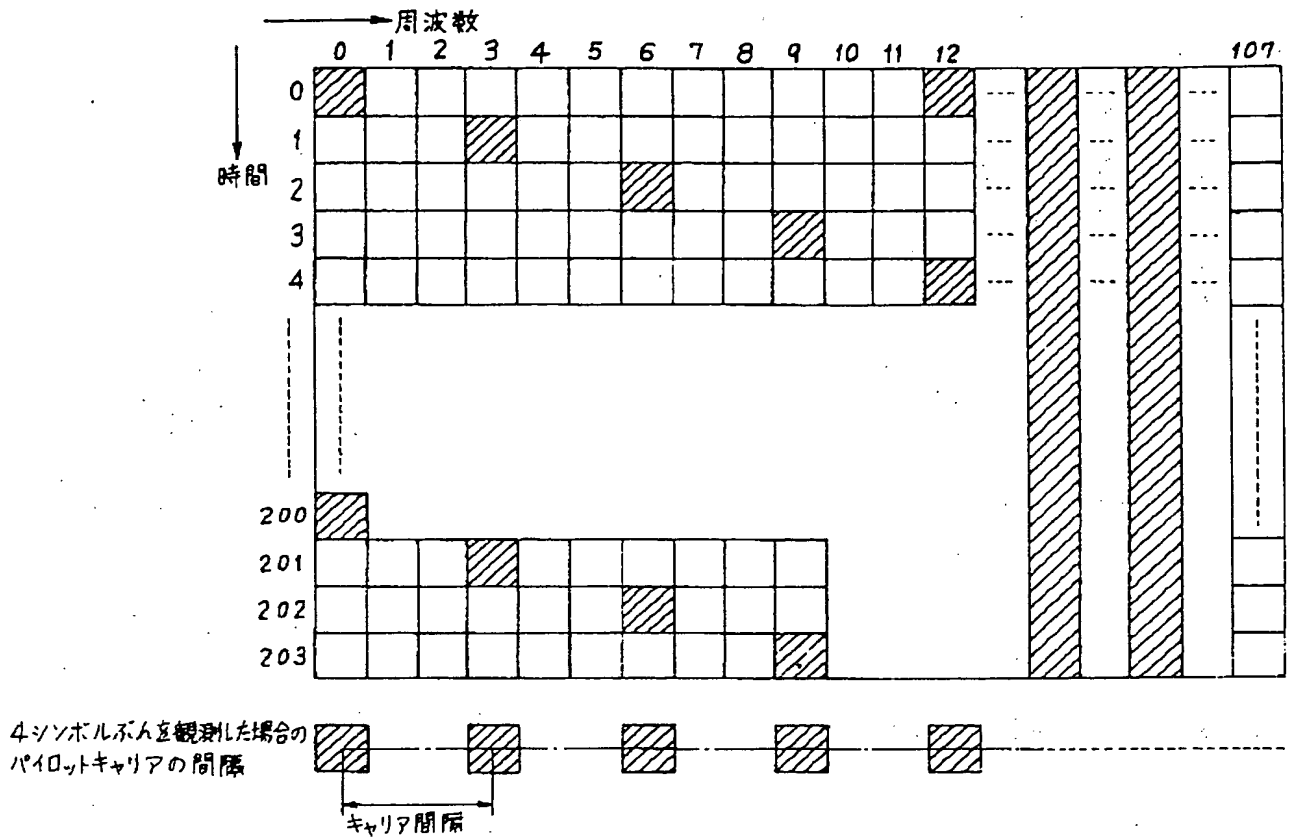
【図 3】



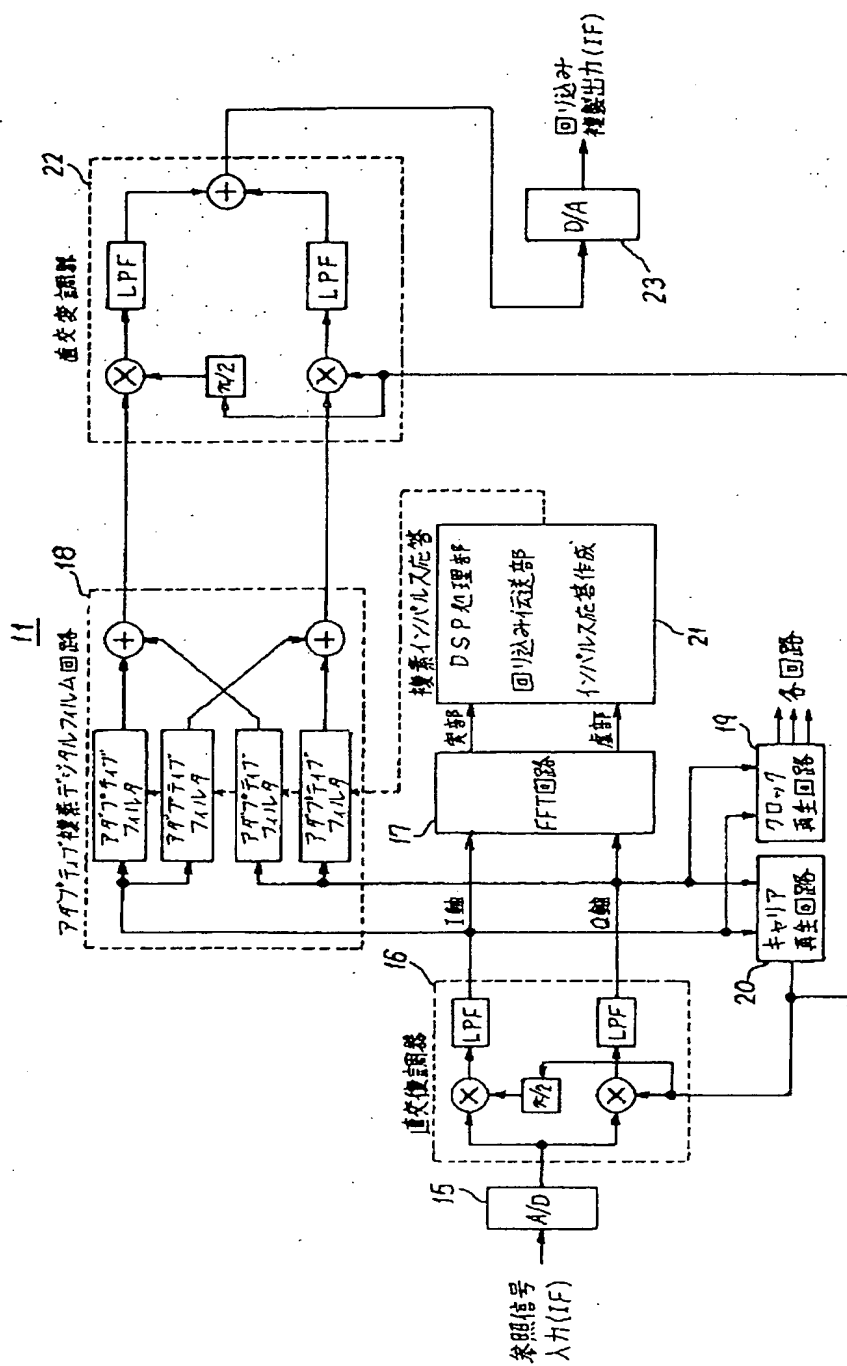
【図 6】



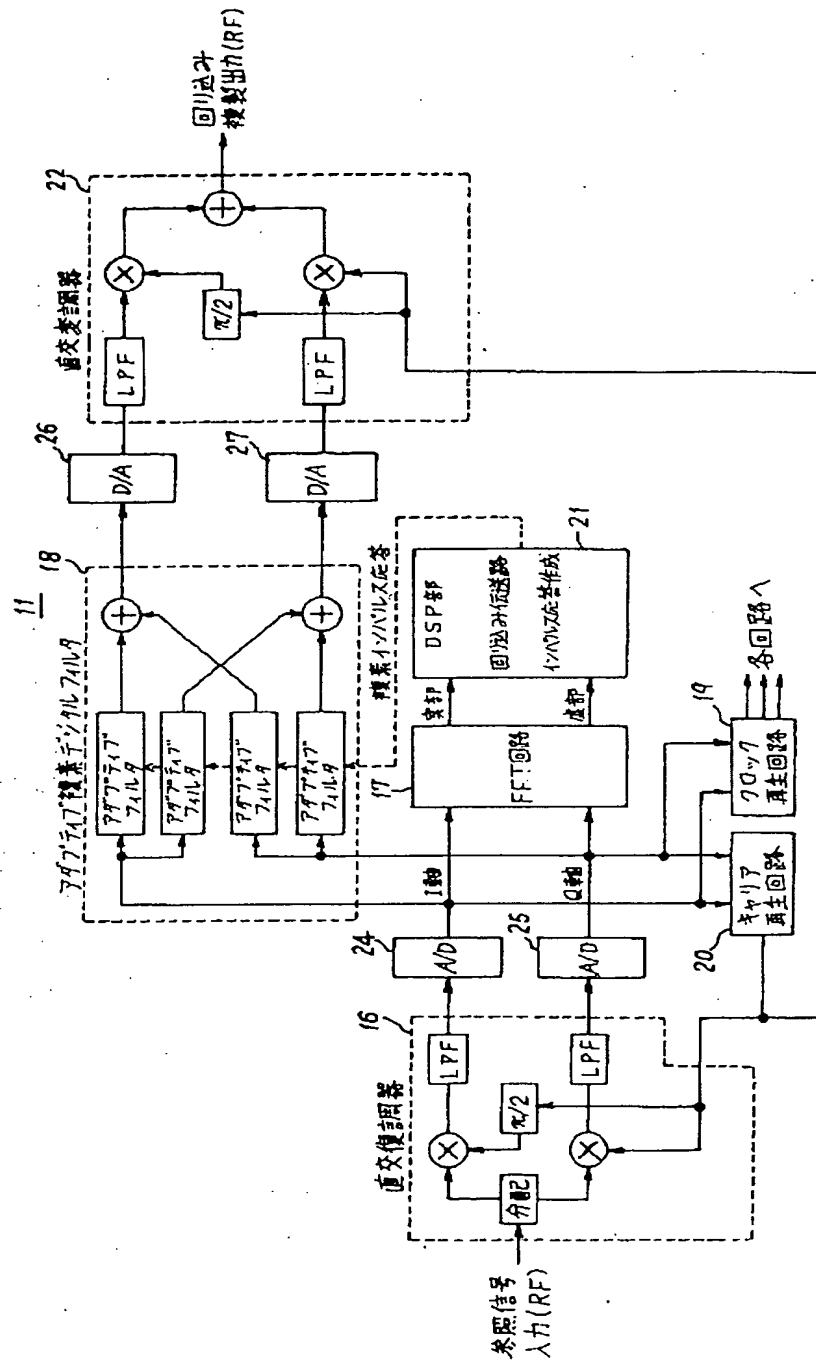
【図 5】



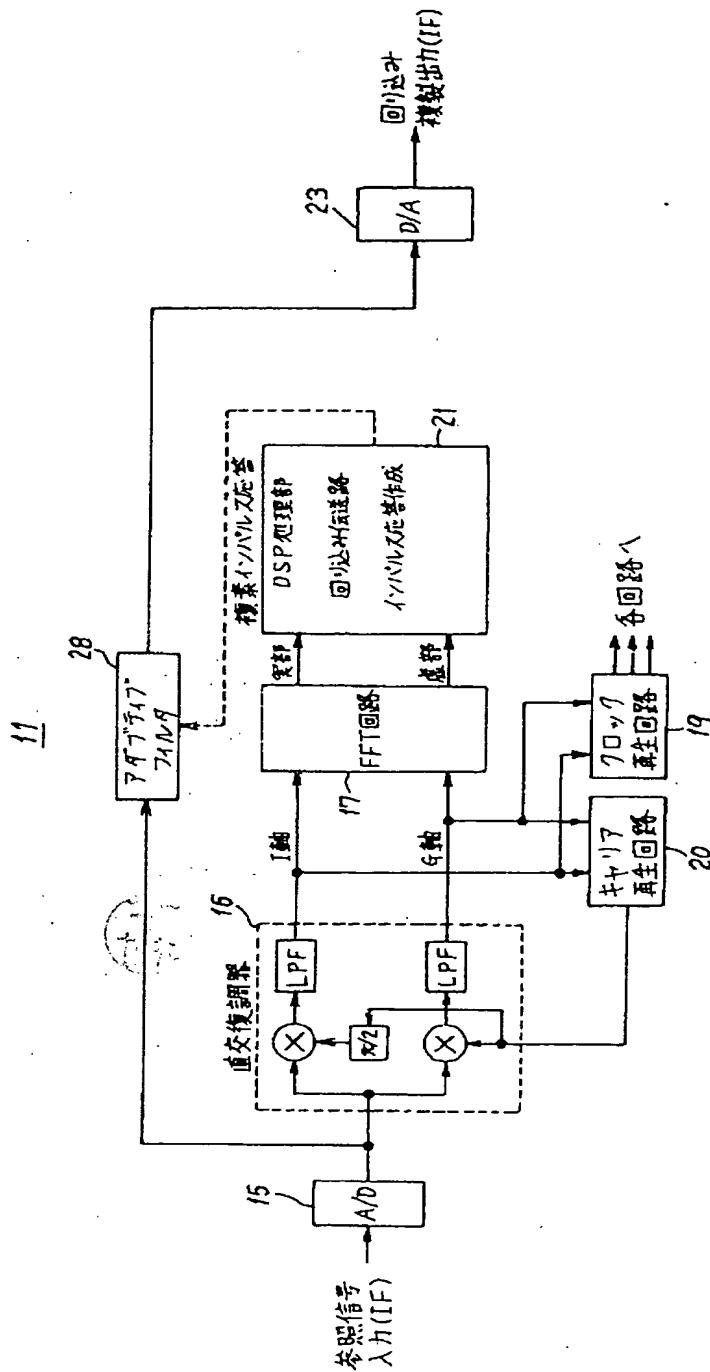
【图 7】



【図 9】



【図 10】



【☒ 1 1】

